

Docket No.: L&L-I0025

I hereby certify that this correspondence is being deposited with the United States Postal Service as First Class Mail in an envelope addressed to the Commissioner for Patents, P.O. Box 1450, Alexandria, VA 22313-1450 on the date indicated below.

By: Markus Noll Date: September 12, 2003

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant : Sönke Mehrgardt, et al.
Applic. No. : 10/628,788
Filed : July 28, 2003
Title : Signal Reception and Processing Method for Cordless Communications Systems

CLAIM FOR PRIORITY

Commissioner for Patents,
P.O. Box 1450, Alexandria, VA 22313-1450

Sir:

Claim is hereby made for a right of priority under Title 35, U.S. Code, Section 119, based upon the German Patent Application 101 03 479.2, filed January 26, 2001.

A certified copy of the above-mentioned foreign patent application is being submitted herewith.

Respectfully submitted,

MARKUS NOLFF
REG. NO. 37,000

Markus Noll
For Applicant

Date: September 12, 2003

Lerner and Greenberg, P.A.
Post Office Box 2480
Hollywood, FL 33022-2480
Tel: (954) 925-1100
Fax: (954) 925-1101

/av

BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND



Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

Aktenzeichen: 101 03 479.2

Anmeldetag: 26. Januar 2001

Anmelder/Inhaber: Infineon Technologies AG, München/DE

Bezeichnung: Signalempfangs- und -verarbeitungsverfahren für
schnurlose Kommunikationssysteme

IPC: H 04 L, H 04 B, H 04 M

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 6. August 2003
Deutsches Patent- und Markenamt
Der Präsident
Im Auftrag

Klostermeyer

Beschreibung

5 Signalempfangs- und -verarbeitungsverfahren für schnurlose
Kommunikationssysteme

Die vorliegende Erfindung betrifft ein Verfahren zum Verarbeiten eines empfangenen Signals in einem schnurlosen Kommunikationssystem, insbesondere für ein schnurloses Telefon,
10 sowie eine nach dem Verfahren arbeitende Empfängerschaltung.

Schnurlose digitale Kommunikationssysteme wie beispielsweise DECT, WDCT, Bluetooth, SWAP, WLAN IEEE802.11 benötigen zum drahtlosen Empfang der über die Luftschnittstelle gesendeten
15 hochfrequenten Signale geeignete Empfänger, die in aufwands- günstiger Weise dem Demodulator ein möglichst verzerrungs- freies Basisbandsignal liefern. Neben einer hohen Empfind- lichkeit sind hierbei ein hoher Integrationsgrad, geringe Ko- sten, niedrige Stromaufnahme sowie Flexibilität hinsichtlich
20 der Anwendbarkeit für verschiedene digitale Kommunikationssy- steme erwünscht. Zur Ausnutzung der Vorteile der digitalen Schaltungstechnik (keine Drifts, keine Alterung, keine Tempe- raturabhängigkeit, exakte Reproduzierbarkeit) wird dabei zu- mindest ein Teil der Empfängerschaltung in Form digitaler Si-
25 gnalverarbeitungselemente realisiert. Sowohl im analogen Si- gnalverarbeitungsabschnitt (sogenanntes analoges Empfänger- "Frontend") als auch im digitalen Signalverarbeitungsab- schnitt können dabei Signalverzerrungen auftreten, deren Cha- rakteristik von den verwendeten (analogen und digitalen) Si-
30 gnalverarbeitungselementen abhängen. Derartige Signalverzer- rungen reduzieren die Leistungseffizienz des Empfängers, d.h. sie beeinträchtigen die Empfindlichkeit bzw. die Reichweite des Empfängers bei vorgegebener Bitfehlerrate.

35 Für schnurlose digitale Kommunikationssysteme werden derzeit häufig Superheterodyn-Empfänger verwendet. Zur Erzielung ei- ner höheren Systemintegration und somit niedrigeren Systemko-

- sten kommen vermehrt auch Empfänger mit niedriger Zwischenfrequenz, sogenannte Low-IF-(Intermediated Frequency-) Empfänger oder Zero-IF-(Homodyn-)Empfänger zum Einsatz, da diese keine externen Filter zur Spiegelfrequenzunterdrückung benötigen und somit eine höhere Systemintegration ermöglichen (siehe beispielsweise DECT, Bluetooth, WDCT). Aufgrund der in den genannten Schnurlos-Systemen verwendeten digitalen Modulation GFSK, für die eine Formulierung auf Basis der Frequenzmodulation möglich ist, kommen derzeit analoge FM-Demodulatoren (Frequency Modulation) basierend auf dem Limiter-Diskriminator-Prinzip zum Einsatz. Nach dem Limiter erfolgt eine analoge frequenzselektive Filterung zur Unterdrückung der durch die Nichtlinearität des Limiters hervorgerufenen höherfrequenten Störungen. Diese Filterung ist aus signaltheoretischer Sicht nicht optimal, da auch bei exakt bandbegrenztem aufmoduliertem Signal bzw. exakt bandbegrenzter Augenblicksphase $\phi(t)$ die der Filterung unterzogene komplexe Einhüllende $e^{i\phi(t)}$ nicht exakt bandbegrenzt ist.
- Der vorliegenden Erfindung liegt somit die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren zum Verarbeiten eines empfangenen Signals in einem schnurlosen Kommunikationssystem und eine entsprechende Empfängerschaltung anzugeben, durch die eine aus signaltheoretischer Sicht verbesserte Signalverarbeitung, insbesondere bei digitalen Signalübertragungsverfahren wie FSK-(Frequency Shift Keying-) modulierten Signalen ermöglicht.

Diese Aufgabe wird durch die Merkmale der unabhängigen Patentansprüche gelöst.

- Die Erfindung beruht im wesentlichen auf dem Gedanken, daß nach Durchführung einer Kanalselektion bei dem empfangenen Signal das Signal in ein digitales, zeit- und wertediskretes Signal umgewandelt wird, und anschließend eine mathematische Rekonstruktion des Signalverlaufs anhand der Nulldurchgänge der komplexen Einhüllenden mittels eines mathematischen Re-

konstruktionsalgorithmus unter Verwendung eines Funktionensystems durchgeführt wird.

Im einzelnen weist das erfindungsgemäße Verfahren zum Verarbeiten eines empfangenen Signals in einem schnurlosen Kommunikationssystem die Schritte auf:

- Durchführen einer Kanalselektion mittels eines analogen Kanalselektionsfilters (KSF),
- 10 - Umwandeln des Signals in ein digitales, zeit- und wertediskretes Signal,
- mathematisches Rekonstruieren des zeit- und wertekontinuierlichen Signalverlaufs unter Verwendung der Nulldurchgänge $\{t_i\}$ und der Phasenwerte $\{\phi(t_i) = k_i \cdot \pi / 2, k_i \in N_0\}$ mittels eines mathematischen Rekonstruktionsalgorithmus unter
- 15 Verwendung eines Funktionensystems $\{\phi(t - k)\}$.

In einer Ausführungsform eines digitalen Empfängers wird eine Frequenzumsetzung auf eine Zwischenfrequenz durchgeführt. Gegenüber den bekannten Lösungen wird somit bei dem hier vorgestellten Verfahren ausgenutzt, daß nach dem Limiter ein wertediskretes (binäres) komplexes Signal vorliegt, dessen Nutzinformation in den Nulldurchgängen von I- und Q- bzw. Real- und Imaginärteil liegt. Da dieses Signal zunächst noch zeitkontinuierlich ist, erfolgt die Überführung in ein digitales (zeit- und wertediskretes Signal) durch eine äquidistante

20 Tastung mit einer Abtastrate f_s . Die mathematische Rekonstruktion der Augenblicksphase $\phi(t)$ des Signals erfolgt rein digital ausschließlich unter Verwendung der Nulldurchgänge und den bei geeignet gewählter Zwischenfrequenz bestimm-
baren Phasenwerte entsprechend dem weiter unten noch beschriebenen Rekonstruktionsalgorithmus.

Abhängig von den Eigenschaften des zu rekonstruierenden Signals $s(t)$ können für das Funktionensystem $\{\phi(t - k)\}$ beispielsweise verschobene orthogonale sinc-Funktionen (vgl. Shannon-Whittaker-Abtasttheorem) oder orthogonale Skalie-

rungsfunktionen (vgl. Wavelets) verwendet werden. Als Beispiel hierfür können die sogenannten Daubechies-Skalierungsfunktionen angeführt werden.

- 5 Das erfindungsgemäße Verfahren kann jedoch auch bei nicht-orthogonalen Funktionensystemen, beispielsweise bi-orthogonalen Funktionensystemen angewandt werden.

10 Um die bereits erreichte Signalqualität und die Rauschfilterung noch weiter zu verbessern, kann eine sich an die mathematische Rekonstruktion anschließende Filterung, eine sogenannte Post-Filterung mittels eines digitalen Filters mit einer vorbestimmten Systemfunktion erfolgen.

- 15 Das erfindungsgemäße Verfahren eignet sich besonders zur Rekonstruktion der Augenblicksphase allgemeiner CPM-Signale. Neben den oben bereits angegebenen allgemeinen Vorteilen der digitalen Signalverarbeitung besitzt das Verfahren den Vorteil, daß die Signalrekonstruktion bei auf die Signaleigenschaften der Augenblicksphase angepaßter Wahl des Funktionensystems exakt erfolgen kann. Dies ist aus signaltheoretischen Gründen bei den üblichen Verfahren nur näherungsweise der Fall. Desweiteren ermöglicht ein digitaler Empfänger auf der Basis des erfindungsgemäßen Verfahrens eine Verbesserung der
20 Leistungseffizienz, d.h. eine Verbesserung der Empfindlichkeit bzw. der Reichweite bei vorgegebener maximaler Bitfehlertrate.

30 In einer weiteren Ausführungsform des erfindungsgemäßen Verfahrens kann nach der Phasenrekonstruktion auch ein Gruppenlaufzeitentzerrer zur Entzerrung der durch das analoge Kanal-selektionsfilter hervorgerufenen Gruppenlaufzeitverzerrungen angeordnet werden.

- 35 Die Erfindung wird nachfolgend anhand von Ausführungsbeispielen unter Bezugnahme auf die Zeichnungen näher erläutert. In den Zeichnungen zeigen:

Fig. 1 ein schematisches Schaltungs-
bild einer nach dem er-
findungsgemäßen Verfahren arbeitenden Empfänger-
schaltung; und

5

Fig. 2 ein schematisches Schaltungs-
bild einer gegenüber
Fig. 1 erweiterten Empfängerschaltung; und

Fig. 3 die Skalierungsfunktion eines Daubechies-Wavelets.

10

Die Fig. 1 zeigt in beispielhafter Weise den Aufbau einer er-
findungsgemäßen Empfängerschaltung, welche beispielsweise in
DECT-, WDCT-, Bluetooth-, SWAP-, WLAN-, IEEE802.11-Systemen
(Frequenzsprungverfahren) eingesetzt werden kann.

15

Ein Funksignal wird von einer Antenne A aufgefangen und über
ein Eingangsfilter F einem rauscharmen Eingangsverstärker LNA
(Low Noise Amplifier) zugeführt. Der Eingangsverstärker LNA
verstärkt das hochfrequente Antennensignal mit einer ein-
stellbaren Verstärkung.

20

Nach der rauscharmen Verstärkung erfolgt eine Umsetzung des
verstärkten Signals auf eine Zwischenfrequenz. Zu diesem
Zweck wird das Ausgangssignal des rauscharmen Verstärkers LNA
zwei Mischern M1 und M2 zugeführt. Die Mischer M1 und M2 wer-
den in bekannter Weise unter einem Phasenversatz von 90° mit
einer Mischfrequenz betrieben, welche von einem lokalen Os-
zillator (nicht dargestellt) abgeleitet ist. Die beiden zum
Betreiben der Mischer M1 und M2 verwendeten Signale entspre-
chen in ihrer Zeitabhängigkeit $\cos(\omega_0 t)$ bzw. $\sin(\omega_0 t)$, wobei
 ω_0 die der Oszillatorfrequenz zugeordnete Kreisfrequenz und t
die Zeit bezeichnen.

25

30

An den Ausgängen der Mischer M1 bzw. M2 stehen Inphase (I-) und
Quadratur-(Q-)Signale in einer herabgesetzten Frequenzla-
ge, im folgenden als Zwischenfrequenz (ZF) bezeichnet, be-
reit.

35

Die Ausgänge der beiden Mischer M1 und M2 werden einem I- bzw. einem Q-Signaleingang eines analogen, zur Spiegelfrequenzunterdrückung dienenden Kanalselektionsfilters KSF zugeführt. Mittels des Kanalselektionsfilters KSF wird ein bestimmter Frequenzkanal ausgewählt und dadurch das gewünschte Nutzsignal aus dem eingangsseitig anliegenden, breitbandigen Signal-Störsignal-Gemisch ausgewählt.

10 An zwei Ausgängen A1, A2 des Kanalselektionsfilters KSF werden die beiden I- und Q-Signalkomponenten mit der Bandbreite des Nutzkanals ausgegeben.

Der Ausgang A1 des Kanalselektionsfilters KSF ist mit einem Eingang eines ersten Limiters L1 verbunden und der Ausgang A2 steht mit einem Eingang eines zweiten, baugleichen Limiters L2 in Verbindung.

Die Ausgänge der Limiter L1 und L2 sind verbunden mit jeweiligen Eingängen einer ersten und einer zweiten Abtaststufe AS1 bzw. AS2. Im Signalweg hinter den Abtaststufen AS1 und AS2 beginnt die digitale Signalverarbeitung.

Die Kombination aus Limiter (L1 bzw. L2) und Abtaststufe (AS1 bzw. AS2) repräsentiert einen Analog-Digital-Wandler der Wortbreite 1. Die Wirkungsweise dieser Kombination aus Limiter und Abtaststufe, d.h. L1, AS1 bzw. L2, AS2, ist wie folgt:

30 Der Limiter L1, L2 schneidet alle Eingangspegel oberhalb einer vorgegebenen Limiter-Pegelschwelle ab, d.h. er erzeugt im Abschneidebereich ein Ausgangssignal mit konstantem Signalpegel. Weist der Limiter L1, L2, wie im vorliegenden Fall, eine hohe Verstärkung und/oder eine niedrige Limiter-Pegelschwelle auf, wird er praktisch ständig im Abschneide- oder Limiter-Bereich betrieben. Dadurch liegt am Ausgang des Limiters L1, L2 bereits ein wertediskretes (binäres), aber noch zeitkonti-

nuierliches Signal vor. Die Nutzinformation der I- und Q-Signalkomponenten an den Ausgängen der Limiter L1 und L2 besteht in den Nulldurchgängen dieser Signalkomponenten.

- 5 Durch die beiden als Ein-Bit-Abtaster realisierten Abtaststufen AS1, AS2 werden diese wertediskreten analogen Signalkomponenten mit einer Rate f_s abgetastet. Die Abtastung erfolgt in Überabtastung bezogen auf die Kanalbandbreite (d.h. die Bandbreite des Signals hinter dem Kanalselektionsfilter KSF).

10

Beispielsweise kann die Kanalbandbreite 1 MHz betragen und die Abtastung mit $f_s = 104$ MHz erfolgen, d.h. es kann eine Überabtastung um den Faktor 104 vorgenommen werden.

- 15 Ein Vorteil dieser Analog-Digital-Umsetzung besteht darin, daß durch den Limiter L1, L2 Amplitudenstörungen des Nutzsignals unterdrückt werden.

- Die digitalisierten I- und Q-Signalkomponenten werden einer
20 Phasenrekonstruktionsschaltung PRS zugeführt, in welcher eine Rekonstruktion der Augenblicksphase $\phi(t)$ numerisch unter Verwendung der Nulldurchgänge $\{t_i\}$ und den bei geeignet gewählter Zwischenfrequenz bestimmbar Phasenwerten $\{\phi(t_i) = k_i \cdot \pi / 2, k_i \in N_0\}$ entsprechend dem nachfolgenden Re-
25 konstruktionsalgorithmus durchgeführt wird. Hier ist $s(t)$ das unter Verwendung eines orthogonalen Funktionensystems $\{\phi(t - k)\}$ zu rekonstruierende Signal.

Initialisierung für $k = 0$ bis $K - 1$

30

$$c_{0,k} = \sum_{i=0}^{I-1} s(t_i) \cdot a_{i,k}$$

für $i = 0$ bis $I - 1$

$$a_{i,k} = \int_{\frac{t_{i-1} + t_i}{2} - k}^{\frac{t_i + t_{i+1}}{2} - k} \phi(t) dt$$

Ende

```

Ende
Iteration    für n = 0 bis N - 1
              für k = 0 bis K - 1
              
$$c_{n+1,k} = c_{n,k} + \sum_{i=0}^{I-1} [s(t_i) - s_{n-1}(t_i)] \cdot a_{i,k}$$

5             Ende
              für i = 0 bis I - 1
              
$$s_n(t_i) = \sum_{k=0}^{K-1} c_{n,k} \cdot \varphi(t_i - k)$$

              Ende
            Ende
10
Rekonstruktion 
$$\hat{s}(t) = \sum_{k=0}^{K-1} c_{N,k} \cdot \varphi(t - k)$$


```

Für das Funktionensystem $\{\varphi(t-k)\}$ können beispielsweise verschobene orthogonale sinc-Funktionen oder orthogonale Skalierungsfunktionen wie Wavelets verwendet werden. In der Fig. 3 ist als Beispiel für eine Skalierungsfunktion ein Daubechies-Wavelet der Länge 6 dargestellt. Daubechies-Skalierungsfunktionen besitzen den Vorteil eines endlichen Trägers.

20 Zur Verbesserung der Signalqualität und zur Rauschfilterung kann gemäß Fig. 1 auch noch eine Post-Filterung mittels eines digitalen Filters F2 mit der Systemfunktion $H_{\text{post}}(z)$ erfolgen.

25 In der Fig. 2 ist eine gegenüber der Ausführungsform der Fig. 1 erweiterte Ausführungsform einer Empfängerschaltung dargestellt. In dieser ist hinter der Phasenrekonstruktionsschaltung PRS ein Gruppenlaufzeitentzerrer zur Entzerrung der durch das analoge Kanalselektionsfilter hervorgerufenen Gruppenlaufzeitverzerrungen angeordnet. Der Gruppenlaufzeitentzerrer besteht aus Allpassfiltern AP1 und AP2, die in den entsprechenden Signalwegen angeordnet sind. Die I- bzw. Q-Signalausgänge der Allpassfilter AP1, AP2 können entsprechenden Eingängen eines geeigneten Demodulators zugeführt werden.

30

Im allgemeinen Fall kann es sich bei dem Demodulator um einen CPM-(Continuous Phase Modulation-)Demodulator handeln. Dieser schätzt aus den seinen Eingängen zugeführten Signalkomponenten, d.h. aus der Augenblicksphase oder der Augenblicksfrequenz dieser Signalkomponenten, die Datensymbole der übertragenen Datensymbolfolge.

Patentansprüche

1. Verfahren zum Verarbeiten eines empfangenen Signals, insbesondere eines digital modulierten Signals, in einem schnurlosen Kommunikationssystem, mit den Schritten:
 - Durchführen einer Kanalselektion mittels eines analogen Kanalselektionsfilters (KSF),
 - Umwandeln des Signals in ein digitales, zeit- und wertedis-
kretes Signal,
 - mathematisches Rekonstruieren des zeit- und wertekontinu-
ierlichen Signalverlaufs unter Verwendung der Nulldurchgän-
ge $\{t_i\}$ und der Phasenwerte $\{\phi(t_i) = k_i \cdot \pi / 2, k_i \in N_0\}$ mit-
tels eines mathematischen Rekonstruktionsalgorithmus unter
Verwendung eines Funktionensystems $\{\phi(t - k)\}$.
2. Verfahren nach Anspruch 1,
dadurch gekennzeichnet, daß
- das Funktionensystem ein orthogonales Funktionensystem ist.
3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2,
dadurch gekennzeichnet, daß
- zur Digitalisierung des empfangenen Signals eine Signalli-
mitierung und eine Überabtastung des limitierten Signals
vorgenommen wird.
4. Verfahren nach Anspruch 3,
dadurch gekennzeichnet, daß
- bei der Überabtastung ein Signal der Wortbreite 1 erzeugt
wird.
5. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet, daß
- das empfangene Signal FSK-moduliert ist.
6. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,
dadurch gekennzeichnet, daß

- im Signalweg hinter der mathematischen Rekonstruktion eine Gruppenlaufzeitentzerrung durchgeführt wird.

7. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,

5 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, daß

- nach der Kanalselektion eine Frequenzumsetzung auf eine Zwischenfrequenz durchgeführt wird.

8. Empfängerschaltung eines schnurlosen Kommunikationssystems,
10 mit

- einem analogen Signalverarbeitungsabschnitt und einem digitalen Signalverarbeitungsabschnitt, wobei
- im analogen Signalverarbeitungsabschnitt ein Kanalselektionsfilter (KSF) enthalten ist,

15 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, daß

- in dem digitalen Signalverarbeitungsabschnitt eine Phasenrekonstruktionsschaltung (PRS) zum mathematischen Rekonstruieren des zeit- und wertekontinuierlichen Signalverlaufs unter Verwendung der Nulldurchgänge $\{t_i\}$ und periodischen Phasenwerten $\{\phi(t_i) = k_i \cdot \pi / 2, k_i \in N_0\}$ mittels eines mathematischen Rekonstruktionsalgorithmus unter Verwendung eines Funktionensystems $\{\phi(t - k)\}$ enthalten ist.

9. Empfängerschaltung nach Anspruch 8,

25 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, daß

- im digitalen Signalverarbeitungsabschnitt ein Gruppenlaufzeitentzerrer (AP1, AP2) zur Entzerrung zumindest der durch das Kanalselektionsfilter (KSF) bewirkten Signalverzerrung vorgesehen ist.

30

10. Empfängerschaltung nach Anspruch 9,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, daß

- der Gruppenlaufzeitentzerrer (AP1, AP2) ein Allpass-Filter ist.

Zusammenfassung

Signalempfangs- und -verarbeitungsverfahren für schnurlose Kommunikationssysteme

5

Bei dem Verfahren wird zunächst eine Kanalselektion eines empfangenen Signals mittels eines analogen Kanalselektionsfilters (KSF) durchgeführt, dann wird das Signal in ein digitales zeit- und wertediskretes Signal umgewandelt und

10

schließlich wird der zeit- und wertekontinuierliche Signalverlauf anhand einer mathematischen Rekonstruktion unter Verwendung der Nulldurchgänge $\{t_i\}$ und den Phasenwerten

$\{\phi(t_i) = k_i \cdot \pi / 2, k_i \in N_0\}$ mittels eines mathematischen Rekonstruktionsalgorithmus unter Verwendung eines Funktionensystems $\{\phi(t - k)\}$ ermittelt.

15

(Fig. 1 für die Veröffentlichung mit der Zusammenfassung)



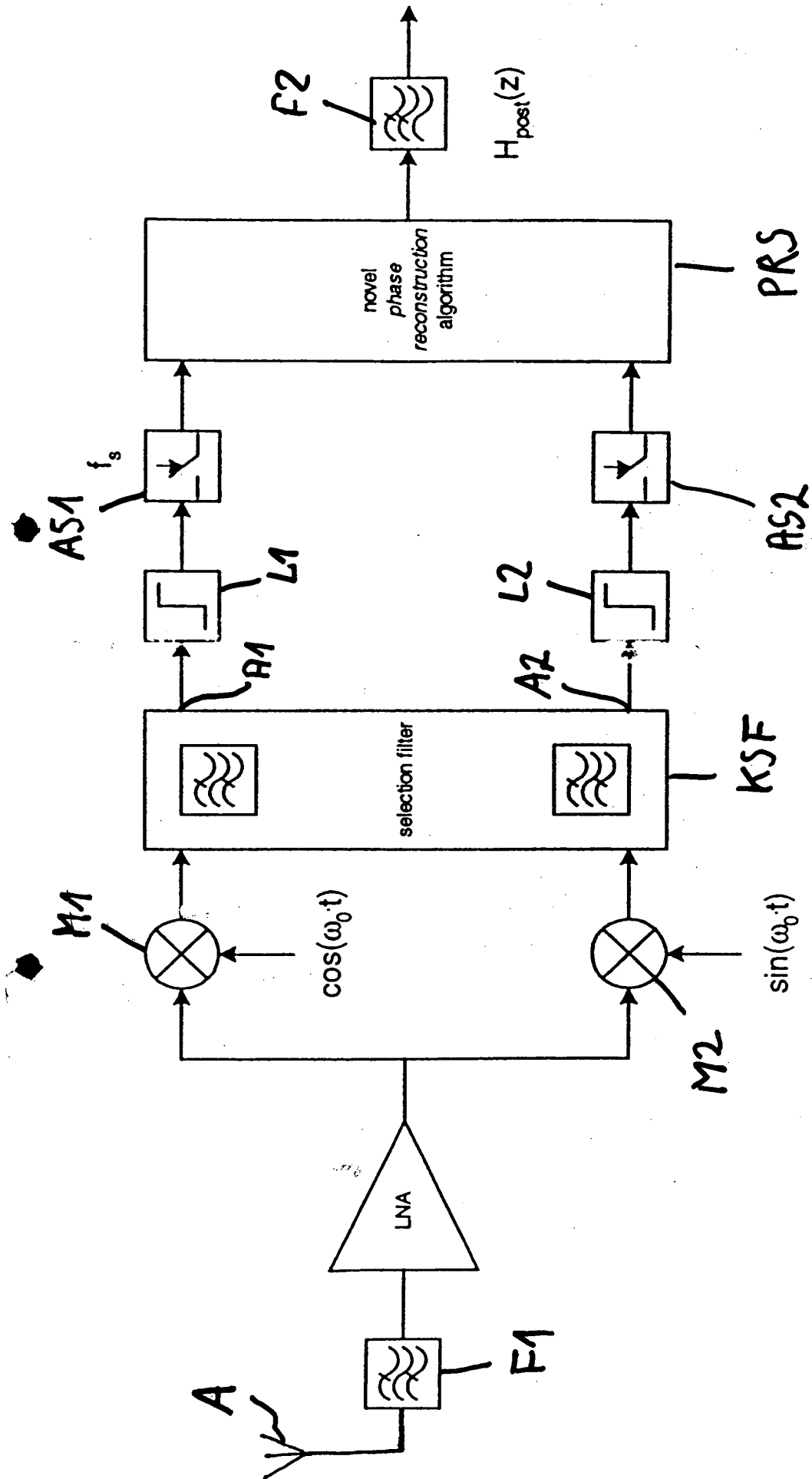


Fig. 1

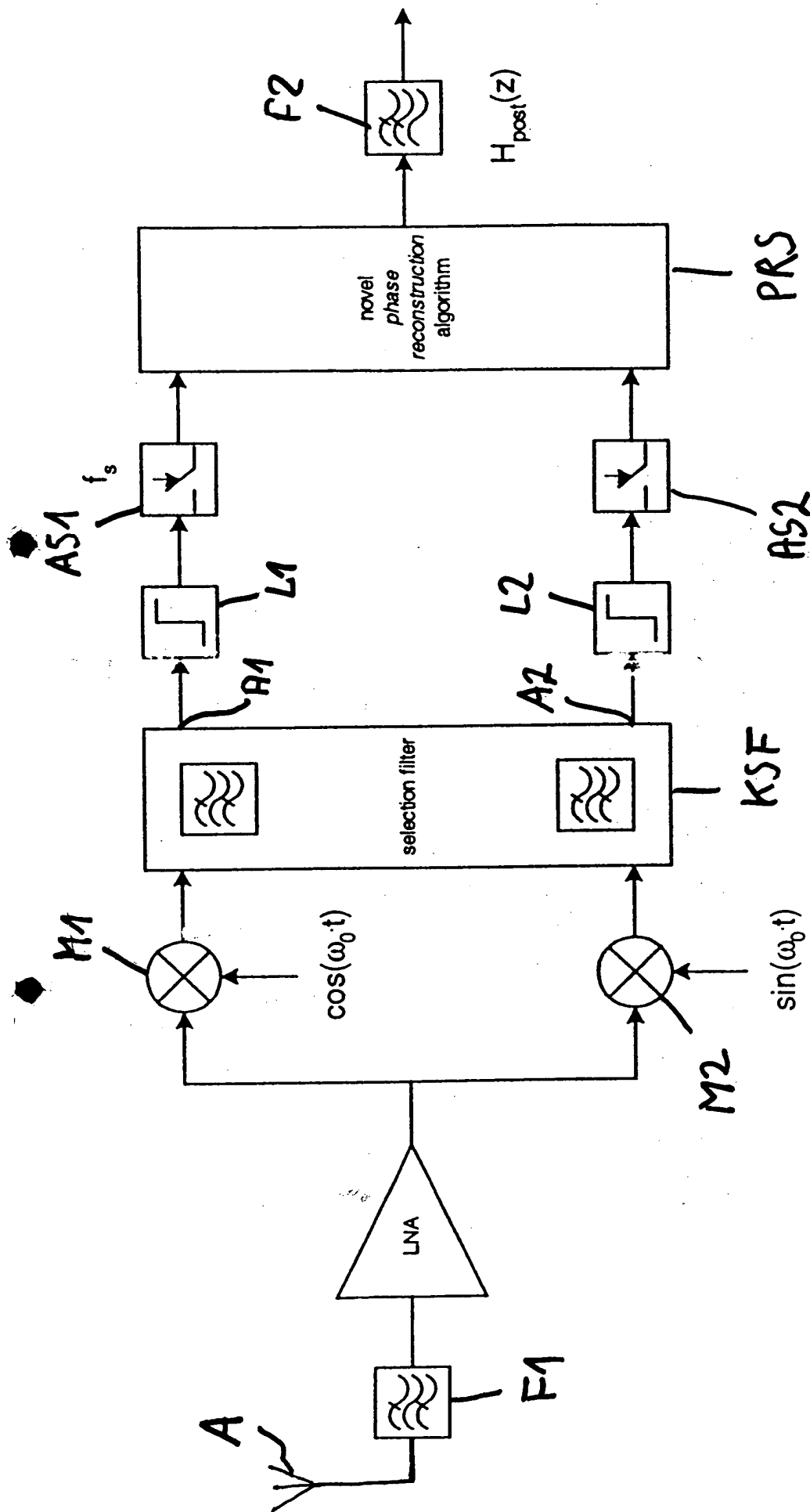


Fig. 1

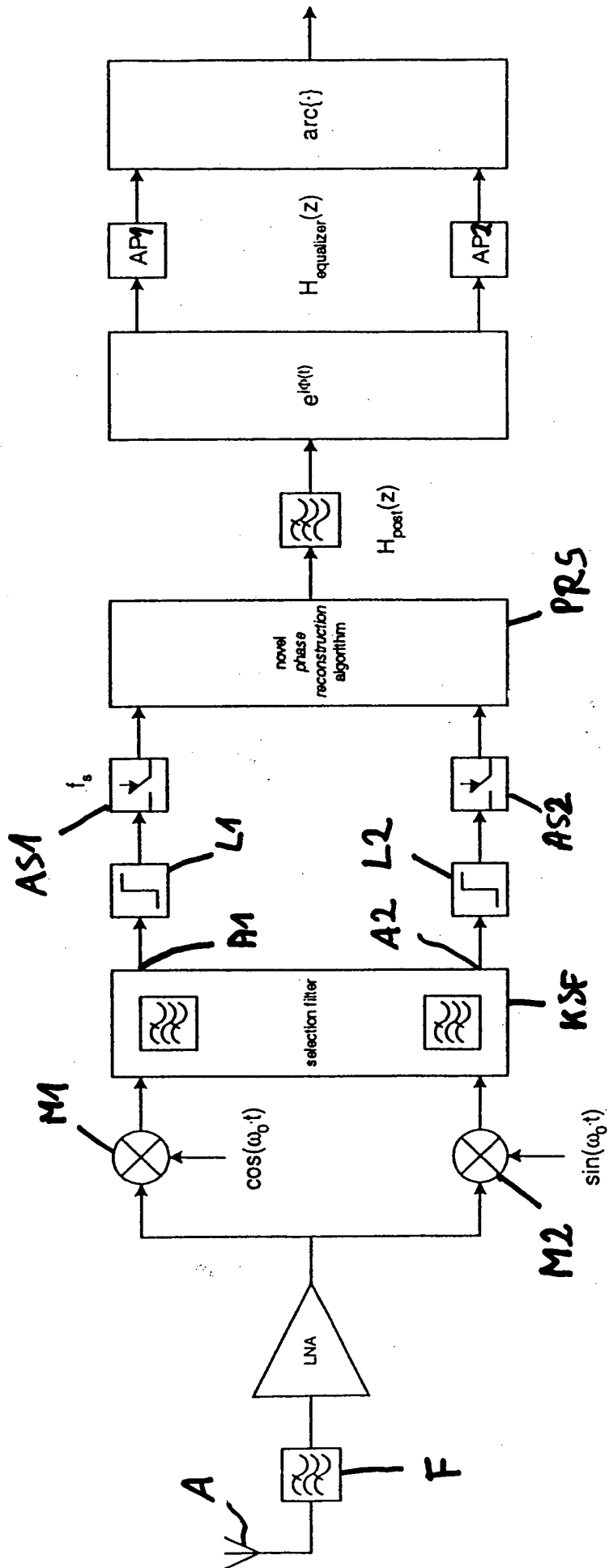


Fig. 2

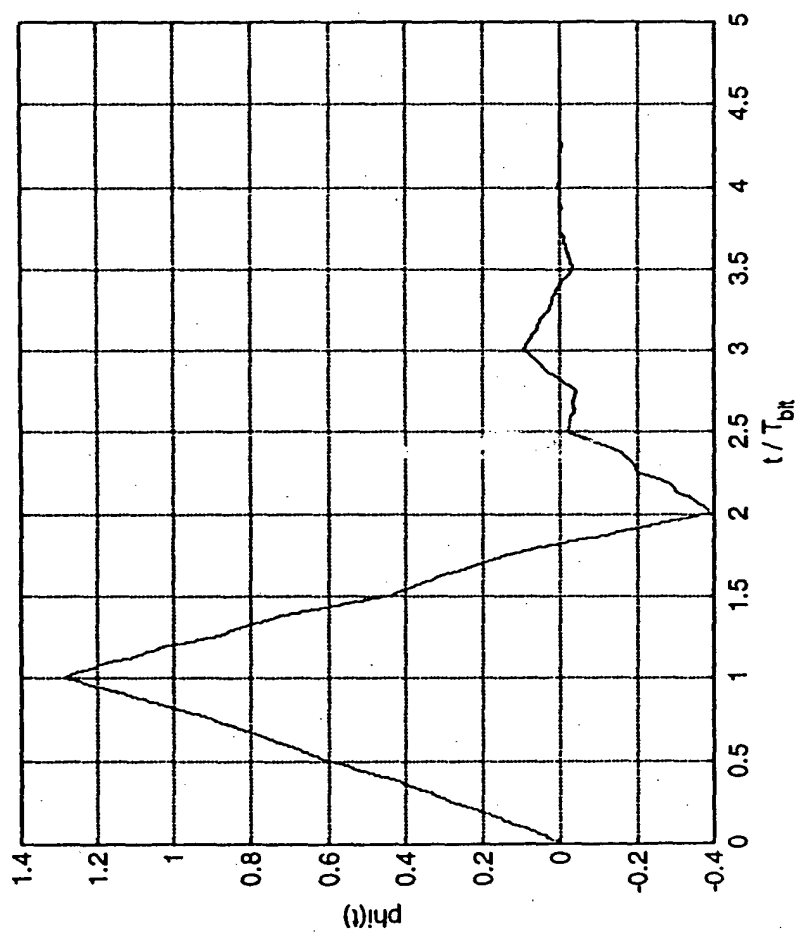


Fig. 3